

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-351229

(43)Date of publication of application : 22.12.1994

(51)Int.Cl.

H02M 3/07

(21)Application number : 05-137916

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 08.06.1993

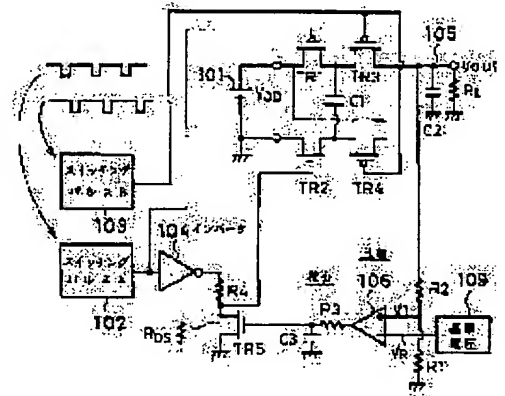
(72)Inventor : SATO YASUSHI

(54) CHARGE PUMP TYPE BOOSTER CIRCUIT HAVING OUTPUT VOLTAGE STABILIZING FUNCTION

(57)Abstract:

PURPOSE: To stabilize the output voltage while enhancing the efficiency in voltage regulation by comparing the output from a booster circuit with a reference voltage and varying the ON resistance on one switching transistor depending on an error signal thereby controlling the charging operation.

CONSTITUTION: A boosted voltage V_{out} appearing at the output terminal 105 of a booster circuit is divided by means of resistors R1, R2. A divided voltage V1 is applied to the positive input of a comparator 106 and compared with a reference voltage V_R from a reference voltage supply 109. When the voltage V1 is higher than the reference voltage, the comparator 106 outputs a positive error signal to increase the gate bias of a transistor TR5 thus decreasing the drain/source resistance R_{DS} . Consequently, the gate voltage of a transistor TR2 lowers to decrease the ON resistance thus lowering the output voltage V_{out} . When the voltage V1 drops below the reference voltage, the comparator 106 delivers a negative error signal to lower the gate bias of the TR5 and increase the resistance R_{DS} thus increasing the output voltage V_{out} . This constitution realizes highly efficient stabilization and regulation of output voltage.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平6-351229

(43) 公開日 平成6年(1994)12月22日

(51) Int.Cl.⁵

H 0 2 M 3/07

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

8726-5H

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平5-137916

(22) 出願日 平成5年(1993)6月8日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 佐藤 泰史

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

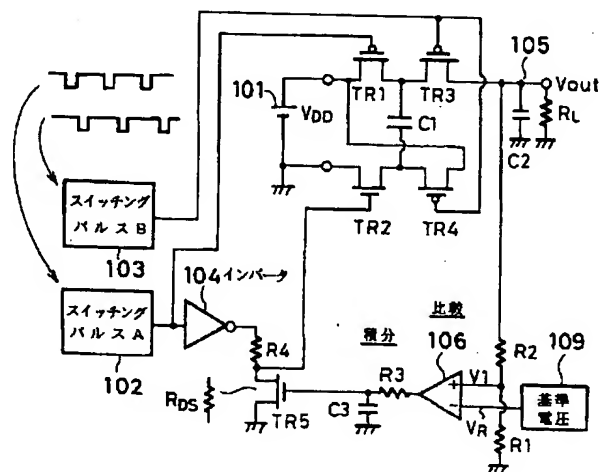
(74) 代理人 弁理士 松隈 秀盛

(54) 【発明の名称】 出力電圧安定化機能付チャージポンプ式昇圧回路

(57) 【要約】

【目的】 無効消費電力が無く安定した出力が取り出せるチャージポンプ式昇圧回路を提供すること。

【構成】 チャージポンプ回路のコンデンサC1の充電回路を形成するスイッチングトランジスタTR2に出力側から負期間をかけて出力電圧を調整するような回路構成にする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 外部電源によって充電される第1のコンデンサと、

該第1のコンデンサを外部電源に並列に接続して充電回路を形成する第1及び第2のスイッチングトランジスタと、

前記外部電源と第1コンデンサを直列に接続して昇圧電圧を供給する回路を形成する第3及び第4のスイッチングトランジスタと、

前記昇圧電圧を保持する第2のコンデンサと、

前記第1と第2及び第3と第4のスイッチングトランジスタに夫々スイッチングパルスを供給する第1及び第2のパルス発生回路とを備えた昇圧回路であって、

該昇圧回路の出力を基準電圧と比較し、その誤差信号で充電回路を形成するスイッチングトランジスタの少なくとも一方の導通時の抵抗値を変えて前記第1コンデンサの充電を制御するようにしたことを特徴とするチャージポンプ式昇圧回路。

【請求項2】 外部電源によって充電される第1のコンデンサと、

該第1のコンデンサを外部電源に並列に接続して充電回路を形成する第1及び第2のスイッチングトランジスタと、

前記外部電源と第1コンデンサを直列に接続して昇圧電圧を供給する回路を形成する第3及び第4のスイッチングトランジスタと、

前記昇圧電圧を保持する第2のコンデンサと、

前記第1と第2及び第3と第4のスイッチングトランジスタに夫々スイッチングパルスを供給する第1及び第2のパルス発生回路とを備えた昇圧回路であって、

該昇圧回路の出力電圧を基準電圧と比較し、その誤差信号で充電回路を形成するスイッチングトランジスタの少なくとも一方を非導通にして前記第1コンデンサの充電を制御するようにしたことを特徴とするチャージポンプ式昇圧回路。

【請求項3】 外部電源によって充電される第1のコンデンサと、

該第1のコンデンサを外部電源に並列に接続して充電回路を形成する第1及び第2のスイッチングトランジスタと、

前記外部電源と第1コンデンサを直列に接続して昇圧電圧を供給する回路を形成する第3及び第4のスイッチングトランジスタと、

前記昇圧電圧を蓄積する第2のコンデンサと、

前記第1と第2及び第3と第4のスイッチングトランジスタに夫々スイッチングパルスを供給する第1及び第2のパルス発生回路とを備えた昇圧回路であって、

該昇圧回路の出力電圧を基準電圧と比較し、その誤差信号で充電回路を形成するスイッチングトランジスタの少なくとも一方の導通時間を制御して前記第1コンデンサ

の充電を制御するようにしたことを特徴とするチャージポンプ式昇圧回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、一般に電源電圧昇圧回路に関し、特にチャージポンプ式昇圧回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 図4を参照して従来のチャージポンプ式昇圧回路について説明する。

【0003】 ここに示した回路は、外部から与えられた電源電圧を2倍に昇圧する回路と、その出力に接続された電圧安定化回路である。

【0004】 図において、401は電源、C1は1次側コンデンサ、C2は二次側コンデンサ、TR1～TR4はスイッチングトランジスタである。

【0005】 TR1とTR2は電源401をコンデンサC1に並列に接続して、同コンデンサC1を電源電圧V_{DD}まで充電する充電回路開閉用スイッチングトランジスタであり、TR3とTR4は電源401とコンデンサC1の直列接続回路をコンデンサC2に並列に接続して、コンデンサC2を電源電圧の2倍の電圧に充電する回路を開閉するスイッチングトランジスタである。

【0006】 トランジスタTR2はNチャンネル電界効果トランジスタで成り、TR1、TR3、TR4はPチャンネル電界効果トランジスタで成る。

【0007】 このため、スイッチングパルスAを反転するインバータ404が設けられている。402はTR1及びTR2へ供給するスイッチングパルスAを発生するパルス発生器、403はTR3及びTR4へ供給するスイッチングパルスBを発生するパルス発生器である。

【0008】 以上の回路により、チャージポンプ式昇圧回路を構成している。

【0009】 このチャージポンプ式昇圧回路の出力側には、電圧安定化回路が接続されており、チャージポンプ式昇圧回路で昇圧された電圧を安定化して取り出すようになっている。

【0010】 図の回路においては、チャージポンプ式昇圧回路の出力は演算増幅器（オペアンプ）406の電源端子に接続されており、このオペアンプの正入力端子には基準電圧源409が接続され、出力端子は抵抗器R1、R2の直列接続を介して接地されている。また負入力端子は抵抗器R1とR2の接続点に接続されている。

【0011】 次にこの回路の動作を簡単に説明する。まず、スイッチングパルス発生器402から供給されるパルスAによって、トランジスタTR1及びTR2がオンとなってコンデンサC1は電源電圧V_{DD}まで充電される。

【0012】 次に、スイッチングパルス発生器403からのパルスBによってトランジスタTR3及びTR4がオンとなって、電源401－トランジスタTR4－コ

ンデンサC1ートランジスタTR3ーコンデンサC2の回路によって、電源電圧 V_{DD} と先にコンデンサC1に充電された電荷による電圧 V_{DD} が加算された電圧 $2V_{DD}$ がコンデンサC2に印加され、同コンデンサC2は $2V_{DD}$ の電位まで充電される。

【0013】この結果、チャージポンプ式昇圧回路の出力405には電源電圧の2倍の電圧が出力される。

【0014】このチャージポンプ式昇圧回路の出力はオペアンプ406の電源端子に印加されている。他方、オペアンプ406の正入力端子には基準電圧現409から基準電圧 V_R が印加されており、負入力端子は抵抗器R1とR2の接続点に接続されているので、抵抗器R1の両端間の電圧は V_R である。

【0015】従って、抵抗R1とR2の直列接続回路に流れる電流の関係から $V_{out} / R1 + R2 = V_R / R1$ が成立し、 $V_{out} / V_R \times (R1 + R2) / R1$ となるから、出力電圧 V_{out} を基準電圧 V_R によって決まる安定した値に設定することができる。但し $V_{out} < 2V_{DD}$ である。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】従来のチャージポンプ式昇圧回路の欠点としては、図4を参照して上述したところから解かるとおり、外部から与える電源電圧 V_{DD} を加(減)算した電圧、及びその整数倍の電圧しか発生できないという欠点がある。

【0017】また、昇圧回路から取り出す出力電流値が変わると出力電圧が変動するので、必要な電圧を安定に取り出すためには図4に示す如く、別途安定化回路を設けることが必要となる。

【0018】ところが、この安定化回路を付けることによって無効電力が増大する。即ち、図4の回路において、負荷 R_L に流れる電流を I_L 、チャージポンプ回路の出力電圧を V_{chg} 、出力設定電圧を V_{out} とすると、無効消費電力 W_i は、

$$W_i = (V_{chg} - V_{out}) \times I_L$$

となるので、負荷電流が大きいほど、また、出力設定電圧とチャージポンプ出力電圧との差が大きいほどこの無効消費電力 W_i が大きくなる。

【0019】本発明は、上述の従来の回路の欠点を克服し、出力電圧の安定化と調整を効率良く行なうことができるチャージポンプ式昇圧回路を提供することを目的とする。

【0020】

【課題を解決するための手段】本発明のチャージポンプ式昇圧回路は、図1に示す如く外部電源101によって充電される第1のコンデンサC1と、該第1のコンデンサC1を外部電源101に並列に接続して充電回路を形成する第1及び第2のスイッチングトランジスタTR1、TR2と、前記外部電源101と第1コンデンサC1を直列に接続して昇圧電圧を供給する回路を形成する

第3及び第4のスイッチングトランジスタTR3、TR4と、前記昇圧電圧を保持する第2のコンデンサC2と、前記第1と第2のスイッチングトランジスタTR1、TR2及び前記第3と第4のスイッチングトランジスタTR3、TR4に夫々スイッチングパルスを供給する第1及び第2のパルス発生回路102、103とを備えた昇圧回路であって、該昇圧回路の出力 V_{out} を抵抗R1、R2で分割した電圧 V_1 を基準電圧 V_R と比較し、その誤差信号でコンデンサC1の充電回路を形成するスイッチングトランジスタTR1、TR2の中の少なくとも一方について、(a)その導通時の抵抗値を変えて充電回路に流れる電流を制御するか、(b)非導通にしてコンデンサC1に補給される電荷を制御するか、(c)導通時間を制御してコンデンサC1に蓄積される電荷の量を制御するようにする。

【0021】

【作用】本願発明のチャージポンプ式昇圧回路は、上述の構成により、後段に電圧安定化回路を設ける必要がないので、無効電力が無い。また、出力電圧 V_{out} の値は、基準電圧 V_R に一致させるように制御するので、出力電圧を連続的に可変することができる。

【0022】

【実施例】図1～3を参照して、本発明の実施例の説明をする。図において、同様な部分には同様な信号を付けてあり、詳しい説明は省略する。

【0023】図1の回路において、トランジスタTR1～TR4のオン・オフによってコンデンサC1に電荷を蓄積し、コンデンサC2に電源電圧 V_{DD} の2倍の電圧を出力するという基本動作は図4を参照して前述した従来回路と同じである。

【0024】図1の回路の特徴は、トランジスタTR2の導通時の内部抵抗の値を制御するようになっている点である。

【0025】即ち、1次側コンデンサC1への充電スイッチの1つであるトランジスタTR2に加えるゲートパルスの振幅を制御することによってトランジスタTR2がオンの時の内部抵抗を調整するようになったものである。

【0026】この結果1次側コンデンサC1への充電量が調整され、チャージポンプ出力電圧 V_{out} を調整できる。

【0027】下記にこの様子をもう少し詳しく説明する。図示の如く、チャージポンプ式昇圧回路の出力105は抵抗器R1及びR2の直列接続回路を介して接地されており、抵抗器R1とR2の接続点が比較器106の正入力端子に接続されており、該比較器の負入力端子には基準電圧源109が接続されている。

【0028】比較器106の出力端子は抵抗R3とコンデンサC3から成る積分器に接続され、積分器の出力端子は電解効果トランジスタTR5のゲートに接続されて

いる。

【0029】この電解効果トランジスタTR5のドレインは抵抗器R4の一端に接続し、ソースは接地されている。抵抗器R4の他端はインバータ104の出力端子に接続されている。

【0030】抵抗器R4とトランジスタTR5の接続点はトランジスタTR2のゲートに接続されている。

【0031】抵抗器R1、R2、基準電圧源109、抵抗器106、積分器(R3、C3)、トランジスタTR5は一種の負帰還回路を形成し、出力電圧の調整に役立っている。

【0032】次にこの回路の動作について説明する。図4を参照して従来の昇圧回路について説明したと同様の動作によって、今、出力端105に昇圧された電圧 V_{out} が出力されたとする。

【0033】この電圧 V_{out} は抵抗R1とR2で分割され、その分割された電圧V1が比較器106の正入力に印加される。比較器106は、この電圧V1を基準電圧源109からの基準電圧 V_R と比較し、出力電圧を抵抗分割した電圧V1が基準電圧 V_R からずれていれば、その誤差電圧を積分回路(コンデンサC3と抵抗器R3で成る)へ供給し、そこでこの誤差電圧を積分し、その積分出力によってトランジスタTR5のゲート電圧を制御する。

【0034】電圧V1が基準よりも高い場合は、比較器106から正の誤差信号が出て、トランジスタTR5のゲートバイアスが高くなって、ドレイン・ソース間抵抗 R_{DS} が小さくなるのでトランジスタTR2のゲート電圧は低くなり、同トランジスタTR2のオン時の抵抗が大きくなり、従って充電回路に流れる電流が減るのでコンデンサC1に充電される電荷が減って出力電圧 V_{out} は下がる。

【0035】逆に、出力電圧 V_{out} をR1とR2で抵抗分割した電圧V1が低下すると、比較器106から負の誤差信号が出て、トランジスタTR5のゲートバイアスが低くなり、そのドレイン・ソース間抵抗 R_{DS} が大きくなるので、トランジスタTR2のゲート電圧は高くなり、同トランジスタTR2のオン時の抵抗が小さくなり、従って充電回路に流れる電流が増すのでコンデンサC1に充電される電荷が増して出力電圧 V_{out} が上がる。

【0036】上述の動作により出力電圧 V_{out} が高いときは、これを低くし、低いときはこれを高くするようにフィードバックが働いて、予め設定された電圧値と一致した出力電圧が得られる。このとき、出力電圧 V_{out} は、

$$V_{out} = V_R \times (R1 + R2) / R1 \quad (V_{DD} < V_{out} < 2V_{DD})$$

である。

【0037】次に、図2を参照して本願発明の第2実施

例の説明をする。

【0038】この回路の特徴は、出力電圧 V_{out} が所定の電圧よりも高くなったときコンデンサC1の充電回路のトランジスタTR2を不導通として一時充電を停止することにより出力電圧 V_{out} を下げようとする考えに基いていることである。

【0039】図2から明らかなとおり、出力端205から比較器206までの回路は図1の回路と略同じであるが、比較器206は出力電圧 V_{out} を抵抗R1とR2で分割した電圧V1と基準電圧 V_R との大小関係を比較する比較器で、その出力には、 $V1 > V_R$ ならばハイレベルH、 $V1 < V_R$ 又は $V1 = V_R$ ならばローレベルLを出力する比較器である。

【0040】比較器206の出力はOR(論理和)回路210、211の一方にそれぞれ印加される。OR回路の他の入力にはそれぞれパルス発生器202、203の出力が印加されている。従ってOR回路210、211の出力は、それぞれトランジスタTR1、TR2、トランジスタTR3、TR4のゲートを制御する制御パルスを出す。比較器206の出力がハイレベルHの時はスイッチングパルス発生器202、203からのパルスにかかわらずハイレベルHとなるのでスイッチングトランジスタTR1~TR4はオフ状態になる。

【0041】次に図2の回路の動作について説明すると、前述と同様、比較器206によって出力電圧 V_{out} を抵抗R1、R2で分割した電圧V1と基準電圧 V_R が比較され、もしV1が V_R より大きければ比較器206の出力はハイレベルになる。

【0042】このハイレベル信号はOR回路210を通過してインバータ204でローレベルになってトランジスタTR2のゲートに印加される。トランジスタTR2はゲート電圧がローレベルのときは導通しないのでコンデンサC1に充電するための回路が形成されない。コンデンサC1は充電が一時停止したことにより両端間の電位が下がる。

【0043】次に、スイッチングパルス発生器203からローレベルのパルスBが供給されると、トランジスタTR3とTR4がオン(導通)してコンデンサC1に充電された電荷をコンデンサC2に転送するが、このときC1の電位は低下しているので出力電圧を低下させる。

【0044】このように、コンデンサC1に供給する電荷を調整することにより、出力電圧 V_{out} を所定電圧に保つことができる。

【0045】次に図3を参照して、本発明の第3実施例の説明をする。本実施例の回路の特徴は、スイッチングトランジスタTR1~TR4の導通時間を制御することによりコンデンサC1に充電する電荷を調整して出力電圧を一定にすることである。

【0046】図3(a)の回路構成について説明すると、出力端305から積分器(R3、C3)の出力まで

は図1の回路と同じである。本実施例の回路ではスイッチングパルス発生器102, 103に代えて、三角波発生器312が設けられている。三角波発生回路312で発生した三角波Aは、一方において、バッファ回路313で整形してデューティ50%の方形波Cを作り、これをトランジスタTR3及びTR4のゲートに印加している。

【0047】他方、上記三角波Aは抵抗R5を通してインバータ314の入力に印加される。抵抗R5とインバータ314の入力端子との接続点は定電流源315を介してアースに接続されている。

【0048】従って、上記三角波Aは上記定電流源315によってレベルシフトした後、インバータ314で方形波Bに整形される。この方形波のデューティは上記定電流源315による三角波Aのレベルシフトによって変えられる。

【0049】方形波信号BはトランジスタTR1のゲートに印加される。また方形波信号Bは、インバータ304で反転されて方形波信号Dを形成し、この信号がトランジスタTR2のゲートに印加される。

【0050】図3の回路の動作を簡単に説明すると、出力電圧 V_{out} を抵抗R1とR2で分割した電圧V1が基準電圧 V_R よりも高くなると比較器306から正の誤差信号が出て、それが積分回路(R3, C3)で積分されて定電流回路315に印加される。

【0051】これによって、三角波Aはレベルシフトを受けて方形波Bのローレベル期間の幅が狭くなる。従って、電源301からトランジスタTR1を介してコンデンサC1に充電される電荷が減少する。

【0052】このことは、コンデンサC1の両端にかかる電圧が低くなったことを意味し、出力端305の電圧が低下する。

【0053】逆に、出力電圧 V_{out} を抵抗R1とR2で分割した電圧V1が基準電圧 V_R よりも低くなると、比較器306から負の出力が出て、定電流回路315により三角波Aの直流レベルを下げ、方形波Bのローレベル期間の幅を広くし、トランジスタTR1, TR2でなるゲートを開く期間を長くして、コンデンサC1に充電される電荷を増やす。

【0054】この結果、C1の両端間の電圧が高くなり、出力電圧が高くなる。

【0055】上述のとおり、出力電圧が高くなると、こ

れを低くするようにフィードバックがかかり、出力電圧が低くなると、これを高めるようにフィードバックがかかって出力電圧が高くなり、最終的に基準電圧によって決まる所定電圧に落ち着く。

【0056】以上、本発明について、実施例を示して説明してきたが、上述の説明から明らかなとおり、本発明によれば、電圧安定化回路を特に設ける必要はなく、昇圧回路に出力安定化機能を持たせてあるので無効電力がない。

【0057】また、出力電圧は基準電圧を変えることによって設定できるので、外部から与えられる電源電圧の整数倍といったような制限はなく、自由に設定できる。

【0058】

【発明の効果】本願発明によれば、チャージポンプ式昇圧回路の出力電圧の安定化のために特に安定化回路を設ける必要がなく、従って、そこで生じる無効電力も無い。出力電圧は、基準電圧に合わせて可変にできるので、基準電圧を連続的に変えられるようにしておけば、出力電圧も任意の値にすることができる。また外部クロックに同期してチャージポンプを動作させる際、本発明の一例においては、スイッチングトランジスタのゲートパルスの振幅を制御することで、出力電圧を安定化するようにしたことにより、外部クロックの変化点以外でのスイッチングノイズを発生しない。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の出力安定化機能付チャージポンプ式昇圧回路の一例を示す回路図である。

【図2】本発明の出力安定化機能付チャージポンプ式昇圧回路の他の例を示す回路図である。

【図3】PWM（パルス幅変調）を用いた本発明の出力電圧安定化機能付チャージポンプ式昇圧回路の他の例を示す回路図である。

【図4】従来のチャージポンプ式昇圧回路と出力電圧安定化回路を示す回路図である。

【符号の説明】

TR1, TR2 充電回路スイッチングトランジスタ
TR3, TR4 転送回路スイッチングトランジスタ
C1, C2 充放電コンデンサ

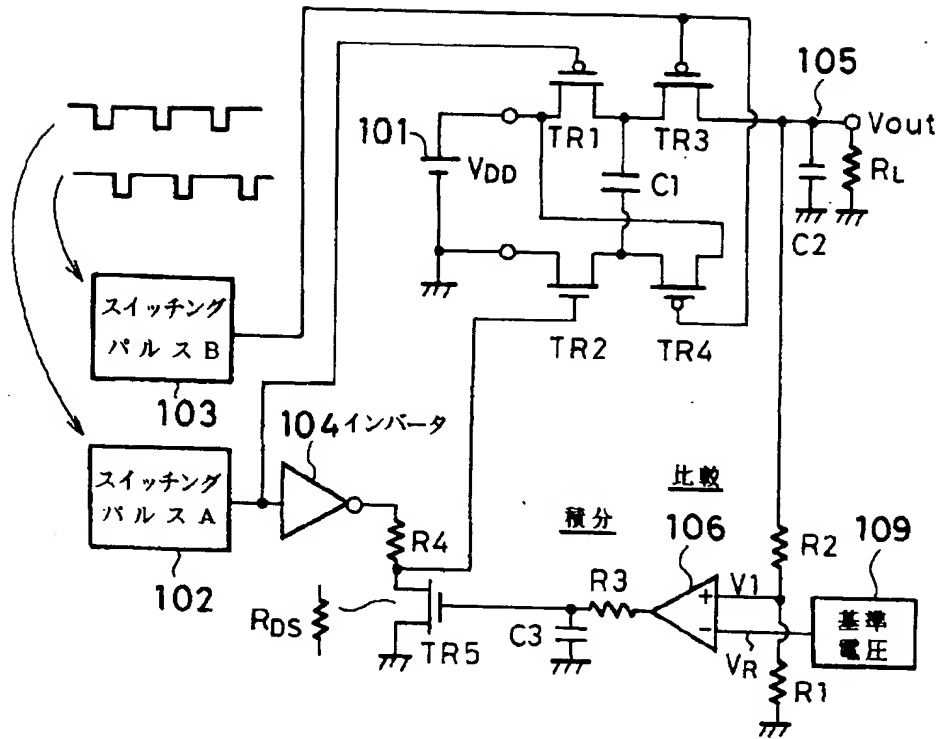
101 外部電源

102, 103 スwitchングパルス発生器

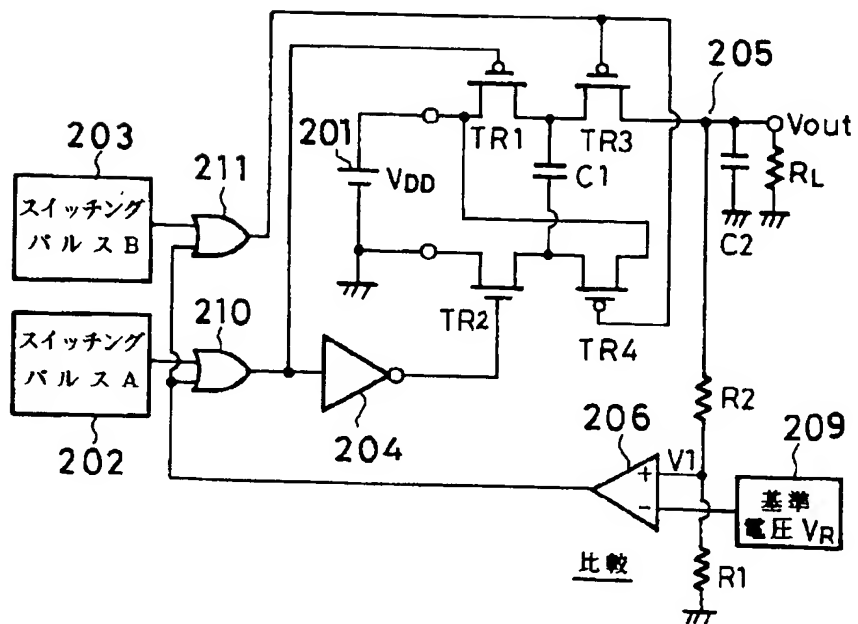
106 比較器

109 基準電圧源

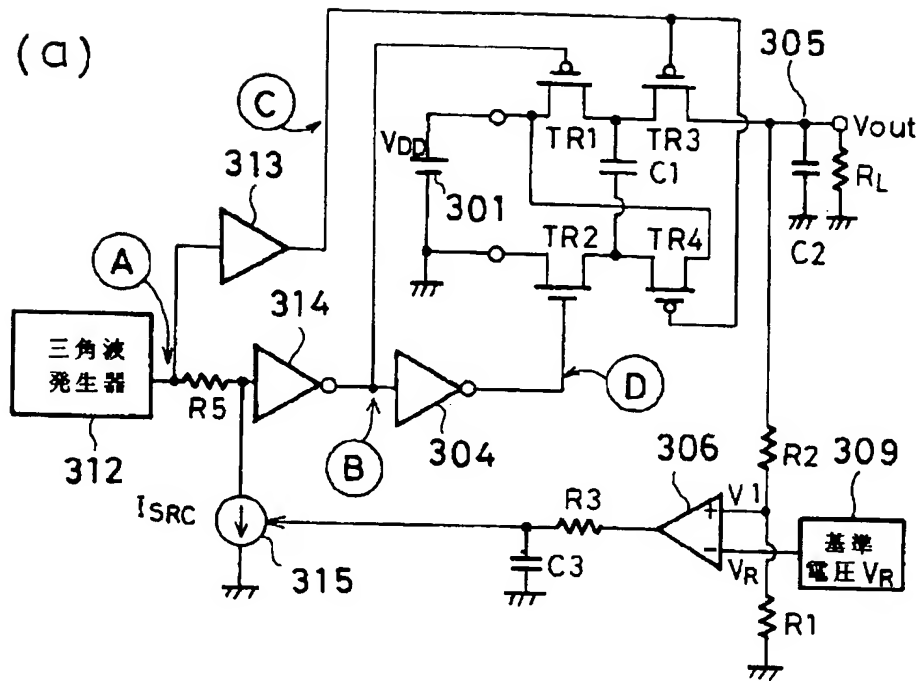
【图 1】



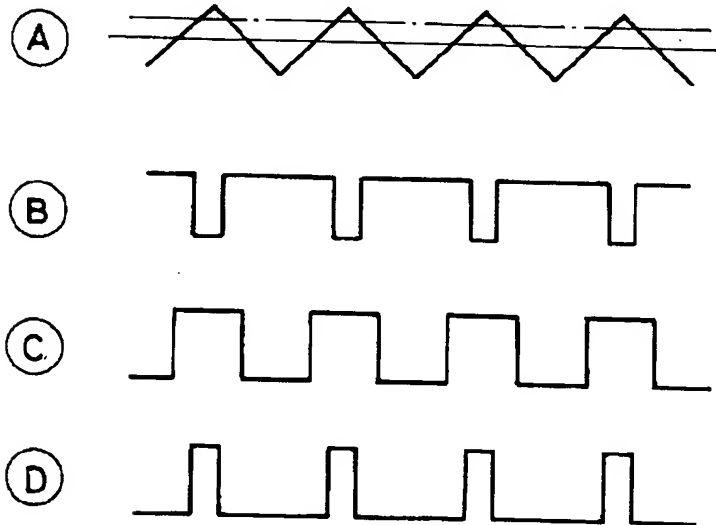
【図2】



【図3】



(b)



【図4】

